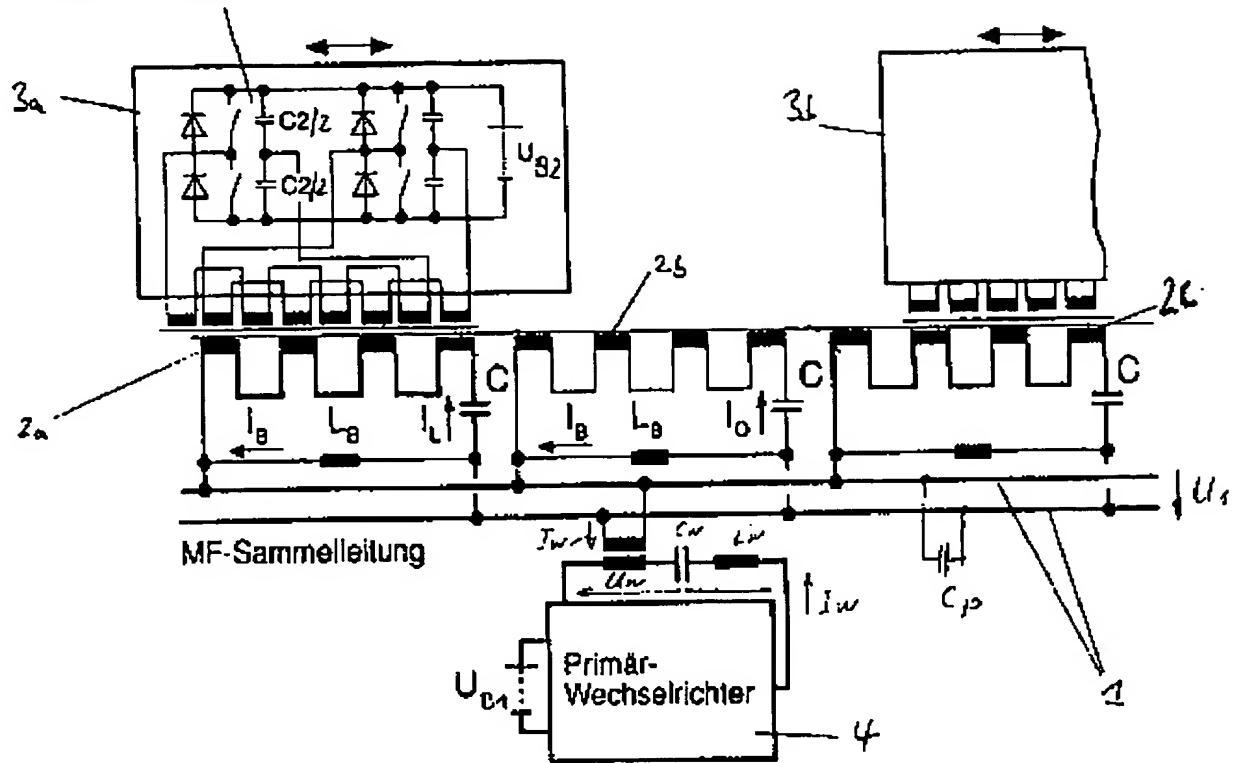


AN: PAT 1994-152063  
TI: Individual contactless energy transfer arrangement for movable loads has stator and current limited capacitor coupled to load at resonance  
PN: **DE4236340-A1**  
PD: 05.05.1994  
AB: The system has a stator with groups of coils connected in series and a capacitor. Each group is connected in parallel across a middle frequency line. The impedance in each group is such that each capacitor has limited current. With inductive coupling of a group, the capacitor and coils are applied to the load in resonance. Each load may be attached to the middle frequency line via a rectifier at the load side.; Magnetic suspension railway, transporting wagon, robots. Allows increasing transfer power with reduced interfering fields. No cables subject to wear, twisting or trailing. Allows larger area of movement. No contact force to be overcome for exchange of modules. Avoids arc generation and contact wear from contact pick-ups. Safe for use in explosion-risk areas, e.g. mining. High insulation across gap.  
PA: (DAIM ) DAIMLER-BENZ AG;  
IN: SEELIG A;  
FA: **DE4236340-A1** 05.05.1994; ES2107055-T3 16.11.1997;  
WO9410003-A1 11.05.1994; **DE4236340-C2** 10.11.1994;  
EP666804-A1 16.08.1995; EP666804-B1 03.09.1997;  
DE59307283-G 09.10.1997;  
CO: AT; BE; CH; DE; DK; EP; ES; FR; GB; GR; IE; IT; JP; LI; LU;  
MC; NL; OA; PT; SE; US; WO;  
DN: JP; US;  
DR: AT; BE; CH; DE; DK; ES; FR; GB; GR; IE; IT; LU; MC; NL; OA;  
PT; SE; LI;  
IC: B60L-005/00; B60L-013/02; B60L-013/03; B60L-015/00;  
H01F-023/00; H02J-017/00; H02M-007/48;  
MC: X12-H01X; X23-A01A; X25-A03E;  
DC: Q14; X12; X23; X25;  
FN: 1994152063.gif  
PR: **DE4236340** 28.10.1992;  
FP: 05.05.1994  
UP: 16.11.1997

THIS PAGE BLANK (USPTO)

# Sekundär-Wechselrichter zum Einstellen der Leistung



THIS PAGE BLANK (USPTO)

02P06456



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 42 36 340 A 1**

⑤1 Int. Cl. 5-  
**H 02 J 17/00**  
H 01 F 23/00  
H 02 M 7/48  
// H 02 K 41/00, B 60 L  
13/00, B 60 M 7/00

⑳ Aktenzeichen: P 42 36 340.3  
㉔ Anmeldetag: 28. 10. 92  
㉕ Offenlegungstag: 5. 5. 94

DE 42 36 340 A 1

㉚ Anmelder:  
Daimler-Benz Aktiengesellschaft, 70567 Stuttgart,  
DE

㉚ Erfinder:  
Seelig, Anton, Dipl.-Ing., 6093 Flörsheim, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Anordnung zur individuellen berührungslosen Energieübertragung auf bewegbare Verbraucher

⑤7 Bei der erfindungsgemäßen Anordnung zur individuellen berührungslosen Übertragung von Energie auf einen oder mehrere bewegbare Verbraucher ist ein Stator mit in Gruppen von in Reihe geschalteten Spulen und einem Kondensator vorgesehen, wobei die Gruppen jeweils parallel an eine Mittelfrequenzsammelleitung angeschlossen sind und die Impedanzen in jeder Gruppe so bemessen sind, daß jeweils der Kondensator strombegrenzend wirkt und bei induktiver Kopplung einer Gruppe an einen Verbraucher Kondensator und Spulen in Resonanz liegen.

DE 42 36 340 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 03. 94 408 018/84

24/39

## Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Anordnung zur individuellen berührungslosen Energieübertragung auf entlang eines Stators bewegbare Verbraucher.

Elektrische Energie ist nach dem Induktionsprinzip über Luftspalte berührungsfrei übertragbar. Für das Überwinden größerer Spaltweiten sind Mindestwerte der Frequenz und des Querschnitts des magnetischen Wechselfeldes erforderlich, damit der dieses Feld erzeugende Magnetisierungsstrom in der Größenordnung des zu übertragenden Wirkstromes bleibt.

Der Vorteil, eine elektrische Leistung bei hoher Frequenz in einem kleinen Volumen übertragen zu können, gilt auch für das elektrische Feld der Kondensatoren. Durch die Wahl geeigneter weichmagnetischer und dielektrischer Werkstoffe wird außerdem erreicht, daß die auf die übertragene Leistung bezogenen Verluste der Bauelemente zurückgehen, d. h. die Wirkungsgrade ansteigen. So wie Spannungswandlungen bei der Energieübertragung über große Entfernungen den Materialaufwand, den Spannungsabfall und die Energieverluste der Leitungen reduzieren, ermöglicht die Mittelfrequenz-Energiewandlung erhebliche Einsparungen an Volumen, Gewicht und Verlusten bei allen elektromagnetischen Bauelementen und Kondensatoren.

Die Vorteile der Mittelfrequenz-Energiewandlung werden für viele Anwendungen gravierend, wenn die Frequenz von 50 Hz oder 400 Hz in den Frequenzbereich über 20 kHz gelegt wird. Schaltnetzteile mit Leistungen im 100 W-Bereich arbeiten bereits bei Frequenzen über 1 MHz. Der Schwerpunkt der Mittelfrequenz-Energiewandlung mit Leistungen bis in den 100 kW-Bereich wird zwischen 20 kHz und 100 kHz liegen.

Für diesen Frequenzbereich sprechen folgende Gründe:

- Geräuschprobleme entfallen.
- Frequenzen bis 100 kHz sind mit den verfügbaren Halbleiterbauelementen auch noch bei Leistungen über 10 kW mit vertretbarem Aufwand zu erzeugen.
- Die Funkschutzbestimmungen sind in diesem Bereich weniger kritisch.

Diese Technik eröffnet vielfältige neue Möglichkeiten und bietet gegenüber der leitungsgebundenen Energieübertragung folgende allgemeine Vorteile:

- kein Verschleiß von Kabeln durch Knicken, Verdrehen oder nachschleppen,
- größere Beweglichkeit, erweiterter Aktionsbereich,
- Leichtgängigkeit bei austauschbaren Modulen, weil Kontaktkräfte entfallen,
- Vermeiden von Lichtbögen und Abrieb an Kontakten oder Schleifbahnen von Stromabnehmern,
- in explosionsgefährdeter Umgebung wie im Bergbau einsetzbar,
- Potentialtrennung, Schutz vor Berührungsspannung, hohe Isolationsfestigkeit des Spaltes.

Einsatzmöglichkeiten für berührungslose Energieübertragung ergeben sich insbesondere für entlang eines Stators bewegbare Verbraucher, wie Magnetbahnen, Transportwagen oder Roboter.

Bereits bekannt ist eine Anordnung zur berührungsfreien Leistungsübertragung auf verschiebbare und leicht austauschbare Sitzgruppen von Passagierflugzeugen (IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4 (1989) S. 148—354). Dabei sind primärseitig Leiterschleifen in den Boden eingelassen und kunststoffummantelte Sekundärssysteme an den Stützern der Sitzgruppen montiert. Mit der auf die Sitzgruppen übertragenen Leistung werden "Entertainment Sets" in den Rückenlehnen der Sitze, die u. a. ein kleines Fernsehgerät für jeden Passagier enthalten, gespeist. Ein Nachteil dieser Anordnung ist, daß sie nur zur Übertragung von kleinen Leistungen geeignet ist und daß von den Streufeldern der Anordnung in Leitungen, die in der Nähe und parallel zu den Statorschleifen verlaufen, Störungen induziert werden. Geringere Streufelder treten bei der Verwendung von Wechselelementen auf, d. h. Induktivitäten, deren Pole entlang der Statorrichtung alternieren. Hierbei besteht allerdings das Problem, daß bei der Bewegung einer Schleife über die Wechselelemente Stellungen erreicht werden, bei denen keine magnetische Kopplung zwischen dem Primär- und dem Sekundärsystem besteht. Darüber hinaus besteht das Problem, daß bei einer Reihenschaltung von Primärspulen des Stators nur einer im Verhältnis zum Stator kleinen Sekundärspule in den Spulen der unbedeckten Statorabschnitte ein großer induktiver Spannungsabfall auftritt, der die Energieübertragung reduziert.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung besteht darin, eine Anordnung zur individuellen berührungslosen Übertragung von Energie auf einen oder mehrere bewegbare Verbraucher anzugeben, die eine höhere Übertragungsleistung bei geringen Störfeldern ermöglicht.

Die Aufgabe wird durch die Merkmale des Patentanspruchs 1 gelöst. Die Erfindung beruht auf der Idee, bei einer primärseitig aus einem Stator mit Statorspulen und sekundärseitig aus einem oder mehreren induktiv an den Stator gekoppelten Verbrauchern bestehenden Energieübertragungsanordnung Gruppen von mehreren in Reihe geschalteten Statorspulen und strombegrenzenden Kondensatoren C parallel an eine Mittelfrequenz-Sammelleitung anzuschließen, wobei die Gruppen so zu bemessen sind, daß in jeder nicht an einen Verbraucher gekoppelten Gruppe der Kondensator C den größten komplexen Widerstand bildet und damit strombegrenzend wirkt. Hierbei liegen alle Spulengruppen eines Stators an der vorzugsweise sinusförmigen Spannung und dem einheitlichen Bezugspotential der Sammelleitung. Die wegen fehlender Spannungsüberschwingungen kleineren parasitären Ströme der Streukapazitäten werden auf kurzem Weg auf das Bezugspotential der Sammelleitung abgeleitet. Am Ort eines Verbrauchers schließen sich die magnetischen Kreise von Stator und Verbraucher und erhöhen die induktiven Widerstände der Spulengruppen. Diese kommen daher mit den Kondensatoren in Resonanz. Die Leistungsstellung wirkt für jeden Verbraucher individuell über einen Wechselrichter auf der Sekundärseite des Übertragungssystems. Da sich beim Stellen im wesentlichen nur der Energieinhalt in dem

vom jeweiligen Sekundärsystem bedeckten Statorabschnitt und in den Schwingkreisen der die Sammelleitung speisenden Wechselrichter ändert, ist durch das sekundärseitige Stellen bereits eine gute Stelldynamik realisierbar, die durch synchronisiertes beidseitiges Stellen noch verbessert werden kann. Leerlaufende, d. h. nicht bedeckte Spulengruppen belasten die Sammelleitung und den speisenden Primär-Wechselrichter nicht, da die nicht bedeckten Spulengruppen nur einen geringen induktiven Widerstand haben und die Kondensatoren den Leerlaufstrom  $I_0$  begrenzen. Diese mit keinem Leistungsumsatz verbundenen kapazitiven Blindströme werden durch die entgegengesetzt gerichteten induktiven Blindströme  $I_B$  der Induktivitäten  $L_B$  kompensiert.

Vorteilhafte Ausführungsformen der Erfindung sind in den Unteransprüchen enthalten.

Im folgenden wird die Erfindung mit Hilfe von Zeichnungen genauer erläutert. Im einzelnen zeigen

Fig. 1 eine erfindungsgemäße Anordnung zur berührungslosen Energieübertragung,

Fig. 2 den räumlichen Verlauf der magnetischen Flußdichte und der sekundärseitig induzierten Spannungen,

Fig. 3 Ausführungsbeispiele von Wechselrichtern für die Sekundärsysteme,

Fig. 4 Ersatzschaltbilder und Zeigerdiagramme für das Zusammenwirken eines Reihenkondensators mit einer Spulengruppe ohne sekundären Wechselrichter,

Fig. 5 ein Ersatzschaltbild mit Zeigerdiagramm für die Anordnung gemäß Fig. 1,

Fig. 6 Kenngrößen von Resonanzübertragern für unterschiedliches Betriebsverhalten ohne Sekundärsystem,

Fig. 7 Zeigerdiagramme der Ströme und Spannungen des Resonanzübertragers nach Fig. 5 mit den Kenngrößen nach Fig. 6,

Fig. 8 den zeitlichen Verlauf von Strömen und Spannungen des Resonanzübertragers in Fig. 5 bei einer speziellen, sekundärseitiges Konstantstromverhalten bewirkenden Dimensionierung,

Fig. 9 eine Kombination eines berührungslosen Übertragungssystems mit einem Linearantrieb.

Fig. 1 zeigt schematisch eine erfindungsgemäße Anordnung zur berührungslosen Energieübertragung auf mehrere Verbraucher. Hierbei bezeichnet 1 eine Mittelfrequenzsammelleitung, an der Gruppen von mehreren als Wechselelektroden in Reihe geschalteten Spulen 2a, 2b, 2c mit strombegrenzenden Kondensatoren C parallel angeschlossen sind. Die Spulengruppen 2a und 2c sind jeweils induktiv an die bewegbaren Verbraucher 3a bzw. 3b angekoppelt; die betreffenden primärseitigen Spulen sind von den sekundärseitigen Spulen bedeckt. Beim Verbraucher 3a ist eine zweisträngige Ausführung der Sekundärwicklung verwendet; auf den entsprechenden Wechselrichter wird im Zusammenhang mit Fig. 3 näher eingegangen. Beim Ausgang des Wechselrichters steht die Gleichspannung  $UB_2$  zur Verfügung. Der Primärwechselrichter 4 erzeugt aus der Betriebsspannung  $UB_1$  die Wechselspannung  $U_W$  und damit die Spannung  $U_1$  der Mittelfrequenzsammelleitung 1. Das elektromagnetische Verhalten der Anordnung nach Fig. 1 wird im Zusammenhang mit den Fig. 4 bis 8 genauer beschrieben.

Die Mittelfrequenz-Sammelleitung kann aus dünnen geschichteten Kupferbändern aufgebaut werden, wobei sich Hin- und Rückleiter in aufeinanderfolgenden Schichten abwechseln. Die Banddicke ist dabei etwas kleiner als die Eindringtiefe des Stromes, die bei 25 kHz in Kupfer 0,4 mm beträgt. Die Dicke des Kupferbandes und die Dicke der zwischen Hin- und Rückleitern liegenden Isolierfolie können so gewählt werden, daß der ohmsche und induktive Leitungswiderstand etwa gleich groß sind. Die zu übertragende Stromstärke und der vertretbare Spannungsabfall bestimmen die Breite und die Zahl der Bänder. Eine derartige Leitung hat einen sehr kleinen Induktivitätsbelag  $L'$ , der reziprok zur Breite und Anzahl der Bänder abnimmt, und einen proportional mit der Anzahl und Breite der Bänder ansteigenden Kapazitätsbelag  $C'$ . Der Wellenwiderstand

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

einer Leitung für etwa 20 A beträgt nur wenige Ohm. Nimmt man an, daß die Wellenausbreitungsgeschwindigkeit auf der Sammelleitung

$$c_w = \frac{1}{\sqrt{L' \cdot C'}}$$

durch die Dielektrizitätskonstante der isolierenden Schichten auf minimal

$$c_w \approx 10^5 \text{ km/s}$$

reduziert ist, so beträgt die Wellenlänge auf der Leitung bei 25 kHz:

$$\lambda_w \approx 4 \text{ km}$$

Bis zu Leitungslängen von etwa

$$\lambda_w/10 \approx 0,4 \text{ km}$$

können die Spulengruppen eines Stators bei 25 kHz über eine Leitung mit niedriger Impedanz und definiertem Bezugspotential weitgehend reflexionsfrei untereinander und mit den Wechselrichtern verbunden werden. Die Leitungskapazitäten sind unproblematisch, wenn sie zu bereits vorhandenen Kondensatoren eines Systems,

beispielsweise von Parallelschwingkreisen, parallel liegen. Derartige Schaltprinzipien sind bei der Übertragung von Mittelfrequenzleistung wegen des weitgehend überschwingungsfreien Spannungsverlaufes und der niedrigen Reaktanzen gegenüber höherfrequenten Störungen von Vorteil.

Fig. 2 veranschaulicht den räumlichen Verlauf der magnetischen Flußdichte  $B$  und der sekundärseitig induzierten Spannungen in einem von einem Sekundärssystem bedeckten Abschnitt des Stators. Bei dem in Fig. 2 gezeigten Übertrager liegen die Wicklungen der Spulen auf dünnen Ferritjochen 5, 6. Bei kleineren Spaltweiten ist es vorteilhaft, die Wicklungen wie bei elektrischen Maschinen in Nuten zu betten. Da benachbarte Spulen entgegengesetzt vom Strom durchflossen werden, heben sich die magnetischen Feldkomponenten an einem größeren Abstand von dem unbedeckten Teil des Stators auf. In dem Spalt 7 zwischen Stator und Sekundärssystem nimmt die magnetische Flußdichte einen trapezförmigen Verlauf. Sie induziert in den Wicklungen  $W_1, W_2$ , die aus Reihenschaltungen symmetrisch versetzter Spulen bestehen, mittelfrequente Spannungen  $U_1(a)$  und  $U_2(a)$ , die von der Verschiebung  $a$  zwischen Stator und Sekundärssystem abhängig sind. In Analogie zu den Wicklungen elektrischer Maschinen reichen zwei oder drei symmetrisch versetzte sekundäre Wicklungsstränge aus, damit in jeder beliebigen Stellung des Sekundärsystems die gleichen Übertragungsbedingungen vorliegen. In jedem Strang der Wicklung des Sekundärsystems wird eine Mittelfrequenz-Spannung induziert, deren Amplitude stellungsabhängig moduliert ist. Ein Stromrichter, im einfachsten Fall ein Brückengleichrichter, wählt dann stets den Strang mit der höchsten Induktionsspannung, das heißt mit der besten Kopplung zum Primärsystem für die Leistungsübertragung aus und richtet dessen Strangstrom gleich.

Bei einem Übertragungssystem gemäß Fig. 2 werden durch die Leiteranordnung wechselnde Pole entlang des Stators erreicht. Die jedem Pol bzw. den Windungen eines Pols zuzuordnenden relevanten magnetischen Leitwerte sind  $\lambda_h$ , der magnetische Hauptleitwert der je Strang und Pol gekoppelten Windungen von Primär- und Sekundärwicklung,  $\lambda_\sigma$ , die jedem  $\lambda_h$  zuzuordnenden primär- und sekundärseitigen Streuleitwerte, und  $\lambda_0$ , der magnetische Leitwert des mit den Primärwindungen verketteten magnetischen Kreises eines von einem Sekundärsystem nicht bedeckten Statorpols. Der magnetische Leitwert  $\lambda_0$  der unbedeckten Pole ist größer als der Streuleitwert  $\lambda_\sigma$ , aber kleiner als der Hauptleitwert eines von einem Sekundärsystem bedeckten Pols. Mit  $\lambda_0 < \lambda_h$  gilt auch, daß die Induktivität  $L_0$  sowie die Reaktanz  $X_0$  der vom Sekundärsystem nicht bedeckten Spulen oder Spulengruppen kleiner als die Gegeninduktivität  $M$  und die Hauptreaktanz  $X_M$  der unter dem Sekundärsystem liegenden Spulen ist. Der parallele Betrieb von bedeckten und nicht bedeckten Spulen oder Spulengruppen in einer gemeinsamen Mittelfrequenzsammelleitung ist daher nur möglich, wenn der in Fig. 1 zu den Spulengruppen in Reihe geschaltete Kondensator  $C$  den Leerlaufstrom  $I_0$  einer unbedeckten Spulengruppe auf den Wert des Stromes  $I_L$  begrenzt, der eine Spulengruppe beim Übertragen der Nennleistung auf das Sekundärsystem aufnimmt. Zur Kompensation des kapazitiven Leerlaufstroms  $I_0$  ist zu jeder Reihenschaltung aus Spulengruppe und Kondensator eine Induktivität  $L_B$  parallel geschaltet.

In Fig. 3 sind für zwei- bzw. dreisträngige Ausführungen der Sekundärwicklung die jeweils erforderlichen mehrsträngigen Resonanzwechselrichter auf der Sekundärseite des Übertragungssystems dargestellt. Bei zwei Wicklungssträngen ist mit dem Anschluß eines Wechselrichters in Halbbrückenschaltung an jedem Wicklungsstrang der minimale Aufwand realisiert. In einer Stellung des Sekundärsystems mit maximaler Kopplung zwischen der Statorwicklung und einem sekundären Wicklungsstrang erfolgt die Leistungsübertragung nur über diesen sekundären Wicklungsstrang und den zugeordneten Resonanzwechselrichter. Ist die Kopplung von der Statorwicklung zu beiden Sekundärsträngen gleich groß, wird die Leistung über beide Stränge und Wechselrichter parallel übertragen. Für dreisträngige Wicklung ist die Brückenschaltung mit drei Zweigen prädestiniert. In der Stellung der maximalen Kopplung zwischen der Statorwicklung und zwei in Reihe geschalteten Strängen der Sekundärwicklung erfolgt die Energieübertragung über diese beiden Sekundärstränge und einen aus zwei Zweigen gebildeten Wechselrichter in Brückenschaltung. Nach einer Verschiebung des Sekundärsystems um ein Sechstel  $\tau_p$  ( $\tau_p$  = Polteilung) ist die Kopplung der Statorwicklung zu zwei sekundären Wicklungssträngen gleich und im dritten Strang maximal. Die beiden gleichberechtigten Stränge werden in dieser Stellung über die zugehörigen Brückenarme untereinander parallel und mit dem dritten Wicklungsstrang und Brückenarm in Reihe geschaltet betrieben. Sowohl beim zweisträngigen als auch beim dreisträngigen Sekundärsystem ist die Stellung mit gleicher Kopplung zwischen Statorwicklung und zwei Strängen der Sekundärwicklung in Mittenlage eines Bereichs, in dem sich zwei Wicklungsstränge und Umrichterarme in der Stromführung ablösen.

Im folgenden wird die Wirkungsweise der erfindungsgemäßen Anordnung genauer erläutert. Hierbei wird von folgenden Überlegungen ausgegangen:

- Bei allen vom Sekundärsystem nicht bedeckten Spulengruppen bildet der in Reihe geschaltete Kondensator die dominierende Reaktanz im Stromkreis und begrenzt die Stromaufnahme.
- An einem vom Sekundärsystem bedeckten Statorabschnitt stimmen die Beträge der Reaktanzen einer Spulengruppe und des in Reihe geschalteten Kondensators annähernd überein. Diese Resonanz ist die Voraussetzung für den Energietransport auf das Sekundärsystem.
- Die Resonanzüberhöhung und der Leistungsfluß sind nicht von dem zufälligen Belastungszustand auf der Sekundärseite abhängig, sondern werden von den sekundärseitigen Wechselrichtern definiert eingestellt.

Das Zusammenwirken des Reihen-kondensators  $C$  mit einer Spulengruppe wird anhand der Ersatzschaltungen und Zeigerdiagramme der Fig. 4 prinzipiell und im weiteren auch quantitativ betrachtet. Im linken Bildteil von Fig. 4 wurde Nennlast mit gleichen Beträgen von Laststrom  $I_2$  und Magnetisierungsstrom  $I_\mu$  angenommen. An der großen durch den Gesamtstrom  $I_L$  und die Reaktanz des Kondensators  $C$  gegebenen Kondensatorspannung  $U_C$  ist zu erkennen, daß die Blindleistung des Eingangskondensators die übertragene Nennleistung überschreitet.

Die Reaktanz des Eingangskondensators berechnet sich aus der Ersatzschaltung der unbedeckten Spulen-



gruppe in der Mitte der Fig. 4, deren Stromaufnahme  $|I_0| < |I_L|$  bleiben soll.

Die Ersatzschaltung und das Zeigerdiagramm rechts in Fig. 4 zeigen den unzulässigen Betriebszustand einer Statorspulengruppe in Resonanznähe ohne Belastung und sekundärseitigen Wechselrichter. Mit dem Wechselrichter werden in der Nähe des Resonanzpunktes des primärseitigen Reihenschwingkreises die günstigen Bedingungen für das Übertragen und Einstellen der Leistung erreicht.

Zur Darstellung der prinzipiellen Beziehungen zwischen den Spannungen und Strömen des in Fig. 1 gezeigten Übertragungssystems mit parallelen Spulengruppen im Stator wird dieses durch die Ersatzschaltung in Fig. 5 ersetzt. Sie ist in die vier Funktionseinheiten

- Streckenwechselrichter,
- Übertragungsstrecke,
- Resonanzübertrager,
- sekundärer Wechselrichter

gegliedert. Das Zeigerdiagramm in Fig. 5 veranschaulicht die Größenverhältnisse und Phasenbeziehungen der Spannungen und Ströme vom Ausgang des Streckenwechselrichters bis zum Eingang des Resonanzübertragers. Die Beziehungen zwischen den Spannungen und Strömen des Resonanzübertragers werden weiter unten bei der Betrachtung des Stellverfahrens abgeleitet. Sie sind in den Fig. 7 und 8 für zwei nach unterschiedlichen Betriebsbedingungen ausgelegten Beispielen dargestellt.

Der Streckenwechselrichter entspricht der Parallelschaltung aller an die MF-Sammelleitung von Fig. 1 angeschlossenen Wechselrichter. Er speist die zu übertragende Leistung in die Übertragungsstrecke ein oder liefert von dem Sekundärsystem abgegebene Leistung an die Spannungsquelle  $U_{B1}$  zurück. In dem Beispiel ist der Streckenwechselrichter über den aus der Induktivität  $L_w$  und der Kapazität  $C_w$  gebildeten Reihenschwingkreis an die Übertragungsstrecke gekoppelt. Da diese einen bei konstanter Spannung  $U_1$  betriebenen Parallelschwingkreis darstellt, sind auch Parallelschwingkreis-Wechselrichter für die Speisung der Übertragungsstrecke geeignet.

Die Prinzipschaltbilder zeigen aus Gründen der Vereinfachung Wechselrichter, die aus einer Gleichspannungsquelle gespeist werden. Für die praktische Realisierung der Übertragungssysteme sind vor allem Direktumrichter von Bedeutung. Sie ermöglichen den bidirektionalen Leistungsfluß zwischen der Mittelfrequenzseite und einem Niederfrequenz-Netz ohne Gleichspannungs- oder Gleichstrom-Zwischenkreis.

In der Übertragungsstrecke sind alle an die MF-Sammelleitung der Fig. 1 angeschlossenen Induktivitäten und Kapazitäten des vom Sekundärsystem unbedeckten Stators zusammengefaßt. Die Reihenschaltung aus der Induktivität  $L_{os}$  und der Kapazität  $C_s$  repräsentiert (n-m) unbedeckten Spulengruppen mit der Induktivität  $L_o$  und der in Reihe geschalteten Kapazität  $C$ . Die Induktivität  $L_{Bs}$  entspricht der Parallelschaltung aller zur Kompensation der kapazitiven Leerlaufströme  $I_0$  eingesetzten Blindstromdrosseln  $L_B$ . Ersatzkapazität  $C_s$  und Ersatzinduktivität  $L_{Bs}$  sind die dominierenden Energiespeicher bei einem längeren Übertragungsstator mit parallelen Spulengruppen und geben der Übertragungsstrecke das Verhalten eines Parallelschwingkreises.

Damit sprunghafte, durch das Schalten der Leistungshalbleiter verursachte Spannungsänderungen nicht über die MF-Sammelleitung übertragen werden, sind zu dieser in Fig. 1 die Kondensatoren  $C_p'$  und im Ersatzschaltbild Fig. 5 die Kapazität  $C_p = \Sigma C_p'$  parallelgeschaltet.

Das Ersatzschaltbild des Resonanzübertragers entspricht in seiner Funktion einem aus m Statorspulengruppen und der bewegten Sekundärwicklung gebildeten Transformator mit den primär- und sekundärseitig zu den Wicklungen in Reihe geschalteten Kondensatoren. Diese Ersatzschaltung vernachlässigt die läuferstellungsabhängigen Änderungen der Gegeninduktivität  $M$  und der Streuinduktivitäten  $L_{\sigma 1}$ ,  $L_{\sigma}$  sowie die gleichzeitige Stromführung mehrerer sekundärer Wicklungsstränge. Sie gilt daher nur für die Läufstellungen mit maximaler Sekundärspannung exakt. Da diese Maxima nur  $\tau/4$  bei zweisträngiger und  $\tau/6$  bei dreisträngiger Wicklung auseinanderliegen, wird bezüglich des grundsätzlichen Systemverhaltens kein wesentlicher Fehler von der einsträngigen Betrachtung erwartet.

In der einsträngigen Ersatzschaltung ist das Ersetzen der in Fig. 3 gezeigten Schaltprinzipien durch eine Brückenschaltung für das Darstellen und Verstehen von Vorteil.

Bei konstanter Spannung  $U_1$  der Übertragungsstrecke bestimmt der sekundärseitige Resonanzstromrichter, wie weiter unten gezeigt wird, Amplitude und Phasenwinkel  $\varphi_1$  des Stromes  $I_1$  am Eingang des Resonanzübertragers. Zu diesem Strom sind die über die ganze Übertragungsstrecke aufsummierten kapazitiven Blindströme  $I_{os}$ ,  $I_p$  und der aufsummierte induktive Blindstrom  $I_{Bs}$  addiert. Der resultierende Gesamtstrom  $I_w$  ist der Ausgangsstrom des Streckenwechselrichters. Der große, zur Spannung  $U_1$  senkrechte Zeiger der Summenblindströme veranschaulicht den Energieinhalt der Übertragungsstrecke im Vergleich zu der in der Zeit  $1/(2\pi f)$  übertragenen und durch den Strom  $I_1 \cdot \cos \varphi_1$  repräsentierten Energie. Im realen System treten die Summenblindströme wegen der abschnittsweise, in Fig. 1 für jede Spulengruppe ausgeführten Kompensation nicht auf.

Wegen der Konstanz der Spannung  $U_1$  auf der Übertragungsstrecke ist auch deren Energieinhalt konstant und von der zu übertragenden Leistung unabhängig. Die Kompensationsdrosseln  $L_B$  und der zur Ankopplung der Übertragungsstrecke an den Streckenwechselrichter dienende Reihenschwingkreis aus der Induktivität  $L_w$  und der Kapazität  $C_w$  sind so auszulegen, daß der Streckenwechselrichter bei der maximal übertragenen Leistung annähernd ohmsch belastet ist. In dem dargestellten Beispiel kompensiert die Induktivität  $L_w$  überschüssige kapazitive Blindleistung des Resonanzübertragers, der Übertragungsstrecke und der Kapazität  $C_w$ .

Im folgenden wird das Stellen der Leistung durch Drehen des sekundärseitigen Spannungszeigers beschrieben.

Das Zeigerdiagramm in Fig. 5 geht von einem angenommenen Eingangsstrom  $I_1$  des verstärkt hervorgehobenen Resonanzübertragers aus. Bei konstanter Frequenz  $f$  und Spannung  $U_1$  der Übertragungsstrecke sind die

Ströme  $I_1$ ,  $I_2$  und  $I_\mu$  des Resonanzübertragers durch dessen Auslegung und die sekundärseitige Spannung  $U_2$  bestimmt. Dabei ist im wesentlichen nur die Grundschiwingung dieser Größen von Bedeutung. Die durch den sekundärseitigen Wechselrichter einstellbare Grundschiwingung der Spannung  $U_2$  lautet in komplexer Schreibweise:

$$U_{21} = U_1 v e^{j\beta} \quad (1)$$

Bei rechteckförmiger Wechselrichterspannung  $U_2$  gilt für den Effektivwert der Grundschiwingung

$$U_{21} = \frac{4}{\pi \sqrt{2}} U_2$$

Die Ströme, die Hauptfeldspannung und die Leistung des Resonanzübertragers werden in Abhängigkeit von dem Spannungsverhältnis

$$v = \frac{|U_{21}|}{U_1}$$

und dem Steuerwinkel  $\beta$ , die beide durch den sekundärseitigen Wechselrichter einstellbar sind, dargestellt. Aus diesen Zusammenhängen werden für das Betriebsverhalten des Stellverfahrens und die Auslegung des Resonanzübertragers charakteristische Kenngrößen abgeleitet. Durch die Wahl der Kenngrößen ist das Betriebsverhalten des Stellverfahrens zu beeinflussen.

Da für das Betriebsverhalten die Reaktanzverhältnisse des Resonanzübertragers entscheidend sind, werden alle Reaktanzen auf die Reaktanz

$$X_M = 2\pi f \cdot M$$

der Gegeninduktivität  $M$  bezogen und folgende Abkürzungen verwendet:

$$G_1 = \frac{X_{G1}}{X_M} = \frac{L_{G1}}{M}$$

5

$$G_2 = \frac{X_{G2}}{X_M} = \frac{L_{G2}}{M}$$

10

15

$$Y = \frac{X_0}{X_M} = \frac{L_0}{M}$$

20

25

$$Y_1 = \frac{X_{C1}}{X_M} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_1 M}$$

30

35

$$Y_2 = \frac{X_{C2}}{X_M} = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_2 M}$$

40

Ströme, Spannungen und Leistung des Resonanzübertragers

Stromgleichungen

Für die Ströme des Resonanzübertragers in Fig. 5 gelten mit den oben eingeführten Abkürzungen folgende Beziehungen:

45

50

55

60

65

$$I_1 = \frac{U_1}{X_M} \frac{v \sin \beta - j (y_2 - \sigma_2 - 1 + v \cos \beta)}{y_1 - \sigma_1 + y_2 - \sigma_2 - (y_1 - \sigma_1)(y_2 - \sigma_2)}$$

$$I_2 = \frac{U_1}{X_M} \frac{(y_1 - \sigma_1 - 1) v \sin \beta - j [1 + (y_1 - \sigma_1 - 1) v \cos \beta]}{y_1 - \sigma_1 + y_2 - \sigma_2 - (y_1 - \sigma_1)(y_2 - \sigma_2)}$$

$$I_\mu = \frac{U_1}{X_M} \frac{(y_1 - \sigma_1) v \sin \beta - j [y_2 - \sigma_2 + (y_1 - \sigma_1) v \cos \beta]}{y_1 - \sigma_1 + y_2 - \sigma_2 - (y_1 - \sigma_1)(y_2 - \sigma_2)} \quad (2)$$

Phasenwinkel

Der Winkel  $\varphi_1$  zwischen der Spannung  $U_1$  und dem Strom  $I_1$  beträgt:

$$\varphi_1 = \arctan \frac{1 - (y_2 - \sigma_2) - v \cos \beta}{v \cdot \sin \beta}$$

Für den entsprechenden Winkel auf der Übertrager-Sekundärseite gilt:

$$\varphi_2 = -180^\circ + \arctan \frac{\cos \beta + v (y_1 - \sigma_1 - 1)}{\sin \beta}$$

Da die Primärspannung  $U_1$  die reelle Bezugsgröße für die Zeiger darstellt, ist auch der Winkel  $\varphi_{21}$  zwischen der Spannung  $U_1$  und dem Strom  $I_2$  von Interesse:

$$\varphi_{21} = -90^\circ + \arctan \frac{(y_1 - \sigma_1 - 1) v \sin \beta}{1 + (y_1 - \sigma_1 - 1) v \cos \beta}$$

Hauptfeldspannung

Die Hauptfeldspannung berechnet sich aus dem Magnetisierungsstrom:

$$U_h = j I_\mu \cdot X_M$$

Mit Gleichung (2) erhält man:

$$U_h = U_1 \frac{y_2 - \sigma_2 + (y_1 - \sigma_1) v \cos \beta + j (y_1 - \sigma_1) v \sin \beta}{y_1 - \sigma_1 + y_2 - \sigma_2 - (y_1 - \sigma_1)(y_2 - \sigma_2)}$$

Leistungsgleichungen

Das Produkt eines Spannungszeigers und eines konjugiert komplexen Stromzeigers ergibt eine komplexe Leistung, bei der aufgenommene Wirkleistung positiv reell und induktive Blindleistung positiv imaginär ist. Für die Primärseite des Resonanzübertragers gilt:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1^*$$

Mit der zu (5.3.2.10) konjugiert komplexen Stromgleichung folgt:

$$P_1 = \frac{U_1^2}{X_M} \frac{v \sin \beta + j(y_2 - \sigma_2 - 1 + v \cos \beta)}{y_1 - \sigma_1 + y_2 - \sigma_2 - (y_1 - \sigma_1)(y_2 - \sigma_2)}$$

Auf der Sekundärseite ist für die Leistungsberechnung die Grundschnung der Spannung nach Gleichung (1) einzusetzen.

$$P_2 = U_1 \cdot v \cdot e^{j\beta} \cdot I_2^*$$

$$P_2 = \frac{U_1^2}{X_M} \frac{-v \sin \beta + jv [\cos \beta + v(y_1 - \sigma_1 - 1)]}{y_1 - \sigma_1 + y_2 - \sigma_2 - (y_1 - \sigma_1)(y_2 - \sigma_2)}$$

Die Magnetisierungsblindleistung berechnet sich zu:

$$P_\mu = j \frac{U_1^2}{X_M} \frac{(y_1 - \sigma_1)^2 v^2 + (y_2 - \sigma_2)^2 + 2(y_2 - \sigma_2)(y_1 - \sigma_1) v \cos \beta}{[y_1 - \sigma_1 + y_2 - \sigma_2 - (y_1 - \sigma_1)(y_2 - \sigma_2)]^2}$$

Keine Kompensation der primärseitigen Streureaktanz

Die abgeleiteten Gleichungen für die Ströme und Leistungen gelten nicht für den Fall, in dem der Nenner dieser Gleichungen Null wird. Dieser Grenzfall würde beispielsweise bei vollständiger primär- und sekundärseitiger Kompensation, d. h.  $Y_1 = \sigma_1$  und  $Y_2 = \sigma_2$  vorliegen. Das ist jedoch bei parallelgeschalteten Spulengruppen nicht relevant, weil die primärseitige Kapazität  $C_1$  den Leerlaufstrom  $I_0$  der vom Sekundärsystem nicht bedeckten Spulengruppen begrenzen soll. Zu diesem Zweck muß die Bedingung

$$y_1 > \gamma > \sigma_1$$

erfüllt sein.

Vollständige sekundärseitige Kompensation

Durch die vollständige Kompensation der sekundärseitigen Streureaktanz

$$y_2 = \sigma_2$$

werden die Hauptfeldspannung  $U_h$  sowie die Magnetisierungsblindleistung  $P_\mu$  kleiner und unabhängig von der Streuung  $\sigma_2$  sowie dem Steuerwinkel  $\beta$ . Mit der Magnetisierungsblindleistung verringern sich auch die Abmessungen der Übertragungselemente. Die vollständige sekundärseitige Kompensation wird daher für die weiteren Betrachtungen vorausgesetzt. Dadurch erhalten die Gleichungen für die Ströme, die Hauptfeldspannung und die Leistungen folgende vereinfachte Formen:

$$I_1 = \frac{U_1}{X_M} \frac{v \sin \beta + j(1 - v \cos \beta)}{y_1 - \sigma_1}$$

$$I_2 = \frac{U_1}{X_M} \frac{(y_1 - \sigma_1 - 1) v \sin \beta - j[1 + (y_1 - \sigma_1 - 1) v \cos \beta]}{y_1 - \sigma_1}$$

$$I_\mu = \frac{U_1}{X_M} v e^{j(\beta - 90^\circ)}$$

$$U_h = U_1 v \cdot e^{j\beta} = U_{21}$$

$$P_1 = \frac{U_1^2}{X_M} \frac{v \sin \beta - j(1 - v \cos \beta)}{y_1 - \sigma_1} \quad (3)$$

$$P_2 = \frac{U_1^2}{X_M} \frac{-v \sin \beta + jv[(y_1 - \sigma_1 - 1)v + \cos \beta]}{y_1 - \sigma_1} \quad (4)$$

$$P_\mu = j \frac{U_1^2}{X_M} v^2 \quad (5)$$

#### Kenngrößen des Resonanzübertragers und Stellverfahrens

Aus den das quasistationäre Verhalten des Resonanzübertragers beschreibenden Gleichungen können für die Auslegung und das Betriebsverhalten charakteristische Kenngrößen abgeleitet werden. Das sind neben der zur übertragenden Nennleistung auf diese bezogene Blindleistungen, der Nennsteuerwinkel  $\beta_N$  und das Nennspannungsverhältnis  $v_N$ .

#### Nennleistung

Als Nennleistung wird der Realteil der Gleichungen (3) und (4) bei dem Nennspannungsverhältnis und dem Nennsteuerwinkel definiert:

$$P_N = \frac{U_1^2}{X_M} \frac{v_N \cdot \sin \beta_N}{|y_1 - g_1|} \quad (6)$$

5

### Bezogene Magnetisierungsblindleistung

Der Blindstrom- bzw. Blindleistungsanteil hat  $q$  einen erheblichen Einfluß auf die Abmessungen der Übertragungselemente. Er sollte daher den Wert 1 nicht wesentlich überschreiten. Für den Nennpunkt des Resonanzübertragers erhält man aus den Gleichungen (5) und (6)

10

$$\frac{P_{\mu N}}{P_N} = q_N = \frac{v_N |y_1 - g_1|}{\sin \beta_N} \quad (7)$$

15

### Bezogene Leerlaufblindleistung

20

Der Leerlaufstrom der vom Sekundärsystem unbedeckten Statorspulengruppen

$$|I_0| = \frac{U_1}{X_M} \frac{1}{|y_1 - \gamma|}$$

25

verursacht in der Statorwicklung und in den zur Kompensation dieses Leerlaufstromes entsprechend Fig. 1 eingesetzten Blindstromdrosseln  $L_B$  Stromwärmeverluste. Die Leerlauf-Blindleistung

30

$$P_0 = \frac{U_1^2}{X_M} \frac{1}{|y_1 - \gamma|}$$

35

sollte daher im Verhältnis zur übertragenen Nennleistung möglichst klein bleiben.

$$\frac{P_0}{P_N} = b_N = \frac{|y_1 - g_1|}{|y_1 - \gamma| v_N \cdot \sin \beta_N} \quad (8)$$

40

45

$b_N \rightarrow \text{Minimum}$

In Gleichung (8) kann mit der Beziehung (7) die Abhängigkeit vom Steuerwinkel  $\beta_N$  eliminiert werden:

50

$$b_N = \frac{q_N}{|y_1 - \gamma| v_N^2} \quad (8a)$$

55

Für die Bestimmung des Minimums sind noch die im folgenden betrachteten Arten des Betriebsverhaltens und ihr Einfluß auf das Spannungsverhältnis  $v_N$  zu berücksichtigen.

60

### Bezogene Blindleistung des Eingangsreihenkondensators

Da der Eingangsreihenkondensator einerseits den Nennstrom führen, andererseits den Leerlaufstrom begrenzen soll, ist eine die Nennleistung des Übertragungssystems überschreitende Kondensatorblindleistung zu erwarten:

65

$$P_{CIN} = I_{IN}^2 \cdot y_1 \cdot X_M$$

Der Betrag des Eingangsnennstromes berechnet sich zu.

$$|I_{1N}| = \frac{U_1}{X_M} \frac{\sqrt{1 + v_N^2 - 2v_N \cos \beta_N}}{|y_1 - \sigma_1|}$$

Aus den beiden letzten Gleichungen und der Beziehung (6) erhält man für die auf die übertragene Wirkleistung bezogene Blindleistung des Eingangskondensators:

$$\frac{P_{C1N}}{P_N} = \frac{1 + v_N^2 - 2v_N \cos \beta_N}{|y_1 - \sigma_1| v_N \cdot \sin \beta_N} y_1$$

Nennsteuerwinkel  $\beta_N$

Die übertragene Leistung erreicht bei dem Winkel  $\beta = 90^\circ$  ihren maximalen Wert. Unter der Voraussetzung, daß dieser Winkel zwischen der Primärspannung  $U_1$  und der sekundärseitigen Grundschiwingung  $U_{21}$  durch den Wechselrichter einstellbar ist, wird

$$\beta_N = 90^\circ$$

als Nennsteuerwinkel definiert. Ein eingeschränkter Stellbereich des Steuerwinkels  $\beta$  tritt bei einer durch das Schaltprinzip des sekundärseitigen Wechselrichters bedingten Einschränkung des Lastwinkels  $\varphi_2$  auf. Kann beispielsweise der Wechselrichter Ströme abschalten, aber nicht auf stromführende Dioden hart einschalten, folgt daraus die Forderung  $\varphi_2 \geq -180^\circ$  oder

$$\frac{\cos \beta + v(y_1 - \sigma_1 - 1)}{\sin \beta} \approx 0$$

In dem Grenzfall  $\varphi_2 = -180^\circ$  liegt reiner Gleichrichterbetrieb auf der Sekundärseite vor. Definiert man für diesen den Nennsteuerwinkel  $\beta_N = \beta_G$ , beispielsweise weil sekundärseitig nur ein Gleichrichter vorhanden ist, so gilt

$$\cos \beta_G = -v_N (y_1 - \sigma_1 - 1)$$

Nennspannungsverhältnis  $v_N$

Mit der Festlegung der Magnetisierungsblindleistung  $q_N$  im Nennpunkt und des Nennsteuerwinkels  $\beta_N$  sind nach Gleichung (8) nur das Nennspannungsverhältnis  $v_N$  oder die relative Kondensatorreaktanz  $y_1$  variabel. Beide Größen sind auch über die relative Leerlaufblindleistung miteinander verknüpft. Durch das Minimieren dieser Leerlaufblindleistung und die Definition des Betriebsverhaltens sind  $y_1$ ,  $v_N$  und damit alle übrigen Kenngrößen des Resonanzübertragers festgelegt.

Als Beispiele für unterschiedliches Betriebsverhalten werden drei Arten betrachtet:

- Nennleistung beim Nennsteuerwinkel  $\beta_N = 90^\circ$  und minimaler Leerlaufblindleistung,
- Nennleistung im Gleichrichterbetrieb,
- Sekundärseitiges Konstantstromverhalten.

Die zur Realisierung dieses Betriebsverhaltens erforderlichen Kenngrößen werden als Funktionen

- der Steuerziffer  $\sigma_1$ ,
- der relativen Leerlaufreaktanz  $\gamma$ ,
- des Anteils der Magnetisierungsblindleistung  $q_N$  im Nennpunkt dargestellt.

Nennleistung bei  $\beta_N = 90^\circ$

Aus den Gleichungen (7) und (8) erhält man nach Eliminieren von  $v_N$  mit  $\beta_N = 90^\circ$  für die auf die Nennleistung bezogene Leerlaufblindleistung:



$$b_N = \frac{(y_1 - \sigma_1)^2}{(y_1 - \gamma) q_N}$$

5

Das Minimum von  $b_N$  liegt bei

$$y_{11} = 2\gamma - \sigma_1$$

10

und beträgt:

$$b_{M1} = \frac{4(\gamma - \sigma_1)}{q_N} \quad (9)$$

15

Mit der optimalen Größe für  $y_{11}$  berechnet sich nach Gleichung (7) das Nennspannungsverhältnis:

20

$$v_{N1} = \frac{q_N}{2(\gamma - \sigma_1)} \quad (10)$$

25

Ein Vergleich der Gleichungen (9) und (10) zeigt, daß zwischen dem Minimum der relativen Leerlaufblindleistung und dem Nennspannungsverhältnis der folgende Zusammenhang besteht:

$$b_{M1} = \frac{2}{v_{N1}}$$

30

Das bedeutet, daß die relative Leerlaufblindleistung  $b_{M1}$  eines vom Sekundärsystem nicht bedeckten Statorabschnitts um so kleiner ist, je größer das Spannungsverhältnis  $v_{N1}$ , d. h. die Resonanzüberhöhung unter dem vom Sekundärsystem bedeckten Statorabschnitt gewählt wird. Die Gleichung (10) gibt die zugehörige relative Magnetisierungsblindleistung  $q_N$  an.

35

Die auf die Nennleistung bezogene Blindleistung des Eingangskondensators ist

40

$$\frac{P_{C11}}{P_N} = \frac{4(\gamma - \sigma_1)^2 + q_N^2}{4(\gamma - \sigma_1)^2 q_N} (2\gamma - \sigma_1)$$

45

Nennleistung im Gleichrichterbetrieb

Soll die Nennleistung im Gleichrichterbetrieb auftreten, dann stellt sich der von den Reaktanzverhältnissen abhängige Steuerwinkel

50

$$\cos \beta_G = -v_{N2}(y_1 - \sigma_1 - 1)$$

ein. Für den Sinus dieses Steuerwinkels gilt nach Gleichung (7)

55

$$\sin \beta_G = \frac{v_{N2} |y_1 - \sigma_1|}{q_N}$$

60

Nach der allgemeinen Beziehung

$$\cos^2 \beta_G + \sin^2 \beta_G = 1$$

erhält man aus den letzten beiden Gleichungen für das Nennspannungsverhältnis:

65

$$v_{N2}^2 = \frac{q_N^2}{q_N^2 (y_1 - \sigma_1 - 1)^2 + (y_1 - \sigma_1)^2}$$

Das Einsetzen von  $v_N^2$  in die Gleichung (8a) ergibt für die bezogene Leerlaufblindleistung:

$$b_{N2} = \frac{q_N^2 (y_1 - \sigma_1 - 1) + (y_1 - \sigma_1)^2}{q_N |y_1 - \gamma|}$$

Das Minimum dieser Funktion liegt bei:

$$y_{12} = \gamma + \sqrt{\frac{q_N^2 [1 - (\gamma - \sigma_1)]^2 + (\gamma - \sigma_1)^2}{q_N^2 + 1}} \quad (10)$$

Mit dieser Beziehung können

- das Minimum  $b_{M2}$  der bezogenen Leerlaufblindleistung
- das Nennspannungsverhältnis  $v_{N2}$
- der sich einstellende Steuerwinkel  $\beta_G$  unter Verwendung von  $v_{N2}$ ,
- die auf die Nennleistung bezogene Blindleistung  $P_{c12}/P_N$  berechnet werden.

#### Sekundärseitiges Konstantstromverhalten

Wird die primärseitige Kapazität  $C_1$  des Resonanzübertragers so bemessen, daß sie mit der Eingangsinduktivität  $L_{\sigma 1} + M$  in Resonanz ist, dann gilt

$$y_1 - \sigma_1 - 1 = 0$$

Mit dieser Beziehung erhält man für den Strom  $I_2$  und die Leistung  $P_2$  auf der Sekundärseite des Resonanzübertragers:

$$I_2 = -j \frac{U_1}{X_M}$$

$$P_2 = \frac{U_1^2}{X_M} \vee (-\sin \beta + j \cos \beta)$$

Diese Gleichungen kennzeichnen die Sekundärseite des Resonanzübertragers bei konstanter Eingangsspannung  $U_1$  als eine Konstantstromquelle. In diesem Fall besteht wegen der Festlegung von  $y_1$  keine Möglichkeit zum Minimieren des Leerlaufstromes. Bei dem Nennsteuerwinkel

$$\beta_{N3} = \beta_G = 90^\circ$$

liegt mit  $\varphi_2 = -180^\circ$  auf der Sekundärseite reiner Gleichrichterbetrieb vor.

Man erhält aus Gleichung (7) für das Nennspannungsverhältnis

$$v_{N3} = q_N$$

Die auf die übertragene Leistung bezogene Leerlaufblindleistung berechnet sich unter Verwendung der vorhergehenden Beziehungen zu:

$$b_{N3} = \frac{1}{q_N [1 - (\gamma - \sigma_1)]}$$

Die relative Blindleistung des Eingangskondensators wird mit den oben dargestellten Zusammenhängen bestimmt:

$$\frac{P_{C13}}{P_N} = \frac{1 + q_N^2}{q_N} (1 + \sigma_1)$$

Vergleich der Kenngrößen für unterschiedliches Betriebsverhalten

In den Diagrammen der Fig. 6 sind für die drei durch die Strichart unterschiedenen Arten des Betriebsverhaltens

- die relative Reaktanz  $X_{C1}/X_M = \gamma_1$  des Eingangskondensators zur Realisierung der minimalen bezogenen Leerlaufblindleistung,
- der Wert  $P_{OM}/P_N = b_M$  dieser minimalen Leerlaufblindleistung,
- die relative Blindleistung des Eingangskondensators  $P_{C1N}/P_N$  bei Nennlast,
- das Verhältnis der Nennspannungen  $U_{21N}/U_1 = v_N$

in Abhängigkeit von der relativen Leerlaufreaktanz  $X_O/X_M = \gamma$  dargestellt. Bei dem sekundärseitigen Konstantstrombetrieb sind  $\gamma_1$ ,  $P_{C1N}/P_N$  und  $v_N$ , wie die punktierten Parallelen zur Abszisse zeigen, von  $\gamma$  unabhängig. Parameter der Diagramme ist die relative Magnetisierungsblindleistung  $P_{\mu N}/P_N = q_N$ .

Übertragungssysteme, die so ausgelegt sind, daß die Nennleistung bei dem Steuerwinkel  $\beta_N = 90^\circ$  übertragen wird — dazu ist ein sekundärseitiger Wechselrichter erforderlich, der kapazitive Blindleistung liefern und die Halbleiterschalter bei stromführenden Dioden einschalten kann — weisen die geringste relative Leerlaufblindleistung  $b_M$  auf. Wie das rechte obere Diagramm der Fig. 6 zeigt, sind besonders im Bereich kleiner relativer Leerlaufreaktanzen niedrige Leerlaufblindleistungen realisierbar. Dieser Vorteil muß allerdings dem linken unteren Diagramm entsprechend mit einer größeren Blindleistung der Eingangsreihen-kondensatoren erkauft werden. Die Ursache liegt in der Resonanzüberhöhung der Hauptfeldspannung. Das geht aus dem Nennspannungsverhältnis  $v_N$  im rechten unteren Diagramm von Fig. 6 hervor.

Bei allen Betriebsbedingungen ist ein erhebliches Absenken der Leerlaufblindleistung möglich, wenn das Übertragungssystem für einen höheren Anteil der relativen Magnetisierungsblindleistung ausgelegt wird. Vertretbar sind relative Leerlaufblindleistungen um den Wert

$$b_M \approx 1.$$

Die Stromwärmeverluste im Stator eines Systems mit parallelen Spulengruppen sind dann etwa mit den Stromwärmeverlusten des in Kapitel 5.3.1 behandelten Stators mit in Reihe geschalteten Spulen vergleichbar. Um eine relative Leerlaufblindleistung von  $b_M \leq 1$  einhalten zu können, muß für alle Betriebsbedingungen die relative Leerlaufreaktanz der vom Sekundärsystem unbedeckten Spulengruppen

$$\gamma < 0,5$$

sein, wenn die relative Magnetisierungsblindleistung in dem Bereich

$$q_N \leq \sqrt{2}$$

bleiben soll.

Die höchste relative Leerlaufblindleistung weisen Systeme für den sekundärseitigen Konstantstrombetrieb auf. Ihr  $b_M$ -Wert liegt allerdings nur wenig höher als bei Systemen mit minimierter Leerlaufblindleistung, die die Nennleistung im sekundärseitigen Gleichrichterbetrieb übertragen. Konstantstromsysteme erfordern gegenüber den letzteren aber Eingangsreihen-kondensatoren mit erheblich größerer Blindleistung für den Nennbetrieb.

Die Auslegung eines Systems nach minimaler relativer Leerlaufblindleistung, das die Nennleistung bei sekundärseitigem Gleichrichterbetrieb überträgt, stellt daher einen Kompromiß zwischen Leerlaufblindleistung und Kondensatoraufwand dar. In Fig. 6 sind die Nenndaten eines derartigen Beispiels mit "A" bezeichnet.

Die Zeigerdiagramme in Fig. 7 veranschaulichen die Größen- und Phasenbeziehungen der Ströme und Spannungen des Resonanzübertragers von Fig. 5 für die Auslegung nach dem in Fig. 6 mit "A" bezeichneten Nenndaten, wie bei den Ableitungen in den vorhergehenden Kapiteln ist auch für die Zeigerdiagramme die vollständige Kompensation der sekundärseitigen Streureaktanz vorausgesetzt. Das bedeutet, daß die Hauptfeldspannung  $U_h$  mit der Grundschiwingung  $U_{21}$  der Wechselrichterausgangsspannung übereinstimmt.

Das Diagramm a zeigt den Nennbetrieb, d. h. den Zustand bei sekundärseitigem Gleichrichterbetrieb. Den Reaktanzverhältnissen entsprechend stellt sich dabei der Nennsteuerwinkel  $\beta_N = 81^\circ$  zwischen der Primärspan-

nung  $U_1$  und der Grundschiwingung  $U_{21N}$  der Sekundärspannung ein. Der Eingangsstrom  $I_1$  hat, durch die hohe Reaktanz des Eingangskondensators bedingt, nach Gleichung (5.3.2.25) eine erhebliche kapazitive Komponente.

Werden während der Stromführung eines Diodenpaares D1, D4 oder D2, D3 die dazu parallelen steuerbaren Halbleiterschalter S1, S4 oder S2, S3 des sekundärseitigen Wechselrichters von Fig. 5 geschlossen und nach dem Richtungswchsel des Stromes verzögert geöffnet, verschiebt sich die Winkellage der Wechselrichterspannung  $U_2$  bzw.  $U_{21}$  entsprechend der Abschaltverzögerung nacheilend gegenüber der Ausgangswinkellage im Gleichrichterbetrieb. Dabei nimmt der Steuerwinkel  $\beta$  ab, und der Betriebszustand des Wechselrichters geht von dem Gleichrichterbetrieb in den Wechselrichterbetrieb mit zunächst ohmsch-induktiver und dann, wie im Diagramm e dargestellt, rein ohmscher Last über.

Die induktive Lastkomponente des Wechselrichters in den Diagrammen b bis d wird durch die Magnetisierungsblindleistung des Resonanzübertragers verursacht. Im Gleichrichterbetrieb liefert der Eingangsreihen-kondensator die gesamte Magnetisierungsblindleistung. Das Dreieck der Ströme im Diagramm b zeigt, daß bei dem Steuerwinkel  $\beta = 40^\circ$  der sekundärseitige Wechselrichter bereits einen erheblichen Teil der Magnetisierungsblindleistung übernimmt. Bei dem Steuerwinkel  $\beta = 0^\circ$  wird keine Leistung übertragen. Die Magnetisierungsblindleistung kommt, wie Diagramm c zeigt, zum überwiegenden Teil von dem sekundärseitigen Wechselrichter. Dadurch wird die im rechten Teil der Fig. 4 dargestellte, bei unbelastetem Übertrager kritische Resonanz der Eingangsinduktivität  $L_{G1} + M$  mit der in Reihe geschalteten Kapazität C bzw.  $C_1$  vermieden. Der Eingangsstrom  $I_1$  und damit auch die Spannung an dem Kondensator  $C_1$  haben im Diagramm c der Fig. 7 sogar ein Minimum.

Im Bereich negativer Steuerwinkel ist der Energiefluß, wie die Winkel zwischen den Zeigerpaaren  $U_{21}$ ,  $I_2$  und  $U_1$ ,  $I_1$  des Diagrammes d zeigen, von der Sekundär- zur Primärseite gerichtet. Die Magnetisierungsblindleistung wird nun wieder zunehmend bis zum Steuerwinkel  $\beta = -81^\circ$  im Diagramm e von dem Eingangsreihen-kondensator  $C_1$  geliefert.

In den Diagrammen der Fig. 7 ändert der sekundärseitige Stromzeiger  $I_2$  seine Länge und seine Winkellage zum Bezugszeiger  $U_1$  nur wenig. Das ist durch die Nähe der in Bild 48 mit "A" bezeichneten Kenngrößen des betrachteten Beispiels zu den punktierten Kennlinien eines Konstantstromsystems zu erklären. Wird die Bedingung für den sekundärseitigen Konstantstrombetrieb exakt eingehalten, bleiben Länge und Winkellage von  $I_2$  konstant. Für diese Betriebsbedingung zeigen die Diagramme in Fig. 8 den zeitlichen Verlauf der Spannungen und Ströme sowie die Stromführungsbereiche der Halbleiter D1—D4 und S1—S4 der Fig. 6.

Im Diagramm a sind die Primärspannung  $U_1$  und der um  $90^\circ$  nacheilende Sekundärstrom  $I_2$  dargestellt.

Bei abgeschalteten Halbleiterschaltern S1—S4 liegt reiner Gleichrichterbetrieb entsprechend Diagramm b vor. Es zeigt die rechteckförmige Spannung  $U_2$ , deren Grundschiwingung  $U_{21} = U_b$ , den Magnetisierungsstrom  $I_\mu$  und den Primärstrom  $I_1 = I_\mu - I_2$ . Der Steuerwinkel beträgt in diesem Nennzustand  $\beta_N = 90^\circ$ .

Im Diagramm c werden die Halbleiterschalter entsprechend dem Winkel  $\beta = 0$  angesteuert. Das Magnetisierungsstrom  $I_\mu$  ist phasengleich mit dem Sekundärstrom  $I_2$ . Das bedeutet, daß der sekundärseitige Wechselrichter die Magnetisierungsblindleistung des Resonanzübertragers liefert und eine kleine, dem Differenzstrom  $I_1$  entsprechende Blindleistung in die Übertragungsstrecke einspeist.

Der durch die Ansteuerung der Halbleiter S1—S4 erzwungene und zum Gleichrichterbetrieb gegenphasige Verlauf der Spannung  $U_2$  im Diagramm d der Fig. 8 kennzeichnet den Wechselrichterbetrieb mit ohmscher Last und Leistungsübertragung auf die Primärseite.

Das Diagramm e gilt für einen Gleichrichter-Pulsbetrieb mit einem von der sekundärseitigen Gleichspannung  $U_{B2}$  abweichenden arithmetischen Mittelwert einer Halperiode der Spannung  $U_2$ . Die Grundschiwingung der Ausgangsspannung des sekundärseitigen Wechselrichters ist dabei kleiner als der berechnete Wert  $U_{21}$ . Das bedeutet eine von der sekundärseitigen Gleichspannung  $U_{B2}$  unabhängige Reduktionsmöglichkeit des Spannungsverhältnisses v. Zum Pulsen wird beispielsweise in der ersten Halperiode während der Stromführung der Dioden D2 und D3 der Schalter S2 geschlossen, so daß bei der Richtungskehr des Stromes  $I_2$  über diesen Schalter und die Diode D4 ein Freilaufkreis mit  $U_2 = 0$  entsteht, bis der Schalter S2 abschaltet und die Diode D1 den Strom übernimmt.

Die Kombination eines Resonanzübertragers mit annähernd konstantem Sekundärstrom und einem sekundärseitigen Wechselrichter ist ein vielseitig verwendbares Stellglied. Es prägt einem Verbraucher mit variabler Gegenspannung  $U_{B2}$ , die auch größer als die treibende Spannung  $U_1$  sein kann, einen einstellbaren Strom ein, ohne daß die Gegenspannung eine nennenswerte Rückwirkung auf die eingestellte Stromstärke hat. Außerdem besteht die Möglichkeit, von einer kleineren Sekundärspannung  $U_{B2}$  gegen eine größere Primärspannung  $U_1$  Energie in den Stator zurückzuspeisen. Ein derartiges Verhalten ist beispielsweise bei Antriebsstellgliedern erwünscht. Der sekundärseitige Wechselrichter kann die Zwischenkreisspannung an die EMK einer Dreh- oder Wanderfeldmaschine anpassen, so daß der dann wesentlich einfachere Antriebsumrichter nur noch die Strangströme fortschaltet. Bremsenergie wird in den Stator des Übertragungssystems und von dort in das Netz zurückgespeist.

Die Reaktanz  $X_{c1}$  der zu den Spulengruppen in Reihe geschalteten Kondensatoren ist wegen der strombegrenzenden Wirkung größer als die Leerlaufreaktanz  $X_0$  einer vom Sekundärsystem unbedeckten Spulengruppe.

Zur Kompensation der überschüssigen kapazitiven Blindleistung sind zusätzlich die in Fig. 1 dargestellten Drosseln  $L_B$  erforderlich.

Der Kondensator- und Drosselaufwand kann an einem Übertragungssystem mit einer auf die Länge des Sekundärsystems bezogenen spezifischen Übertragungsleistung von 32 kW/m veranschaulicht werden. Die Verluste der Kondensatoren und Drosseln sind den Verlusten in Statorwicklung und Sammelleitung in der Gesamtverlustbilanz zuzuschlagen.

Die Abschätzung des Kondensatorvolumens geht von metallisierten Polypropylen-Folienkondensatoren mit stirnseitiger Kontaktierung aus. Blindleistungen bis

4,2 kVA bei 25 kHz

sind in einer Rollenbauform mit

30 mm Durchmesser und  
33 mm Länge

5

ausgeführt. Das entspricht einer Leistungsdichte von

0,18 kVA/cm<sup>3</sup>.

10

Bereits bei Nennspannungen von 330 V<sub>eff</sub> besteht ein Kondensator aus zwei in Reihe geschalteten Wickeln. Bei einem Verlustwinkel

$\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$

15

sind etwa 11,3 W Verluste abzuführen. Größere Blindleistungen werden am zweckmäßigsten durch Reihen- und Parallelschaltungen mehrere Kondensatoren in einer gut belüfteten Anordnung realisiert.

Die beim Übertragen der Nennleistung auf dem vom Sekundärsystem bedeckten Statorabschnitt auftretende kapazitive Blindleistung der Eingangskondensatoren ist aus den Kennlinien  $P_{CIN}/P_N$  in Fig. 6 zu ermitteln. Sie beträgt bei dem mit "A" gekennzeichneten Beispiel:

20

2.1 kVA/kW

Bei der spezifischen Übertragungsleistung von 32 kW/m wird dann längs des Stators eine kapazitive Blindleistung benötigt von:

25

68 kVA/m

Dafür sind 16 der oben beschriebenen Kondensatoren mit je 4,2 kVA Blindleistung auf jedem Meter des Stators zu installieren.

30

In dem überwiegenden Teil des von dem Sekundärsystem nicht bedeckten Stators treten die Leerlaufblindleistung und durch diese verursachte Verluste auf. Dabei ist zwischen der Leerlaufblindleistung  $P_0$  des Stators und der höheren Leerlaufblindleistung des Eingangskondensators

35

$$P_{C0} = P_0 \frac{y_1}{y_1 - \gamma}$$

zu unterscheiden. Die auf die Längeneinheit des Stators bezogene Leerlaufblindleistung  $P'_0$  ergibt sich aus den Kennlinien der relativen Leerlaufblindleistung  $b_M$  in Bild 48. Für das Beispiel "A" gilt der Wert:

40

$b_M = 0,98 \text{ kVA/kW}$

Bei der spezifischen Übertragungsleistung von 32 kW/m beträgt die auf die Längeneinheit des Stators bezogene Leerlaufblindleistung:

45

$P'_0 = 31,4 \text{ kVA/m}$

Für die Berechnung der Leerlaufblindleistung der Kondensatoren ist zunächst die relative Reaktanz  $y_1$  des Eingangskondensators aus den Kennlinien der Fig. 6 zu bestimmen. Mit

50

$y_1 \approx 1$  bei  $\gamma = 0,4$

berechnet sich die auf die Längeneinheit des Stators bezogene Leerlaufblindleistung der Kondensatoren zu:

55

$P'_{\infty V} = 52,3 \text{ kVA/m}$

Die zugehörigen Leerlaufverluste der Kondensatoren betragen bei einem  $\tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$

60

$P'_{\infty V} = 15,7 \text{ W/m}$

Die auf die Längeneinheit des Stators bezogene induktive Blindleistung der Drosseln  $L_B$  in Bild 44 ist identisch mit der kapazitiven Leerlaufblindleistung. Sie wird beispielsweise durch vier Drosseln zu je

65

7,85 kVA

realisiert, die auf jedem Meter des Stators zu den Spulengruppen parallel zu schalten sind.  
Eine 25 kHz-Drossel mit 7,85 kVA Blindleistung ist beispielsweise in einem Ferrit-Kern vom Typ

PM 74/59 mit  
74 mm Durchmesser und  
59 mm Höhe

realisierbar. Die Kern- und Wicklungsverluste betragen nach einer überschlagsmäßigen Berechnung etwa

20 W.

Auf einen Meter des Stators bezogen ergeben sich für vier Drosseln Verluste von  
80 w/m.

Die parallele Speisung von Spulen oder Spulengruppen eines Übertragungsstators über eine Mittelfrequenz-Sammelleitung mit konstanter Spannung und das Einstellen der Leistung auf der Sekundärseite des Übertragungssystems sind die Voraussetzungen für die unabhängige Energieübertragung auf mehrere bewegte Sekundärssysteme über denselben Stator. Dabei können auch mehrere Teilstatoren über dieselbe Sammelleitung gespeist werden.

Die auf die Längeneinheit bezogene übertragbare Leistung eines Stators ist im wesentlichen durch die Auslegung der Polanordnung und Spulengruppe gegeben. Bei unterschiedlichem Leistungsbedarf auf den Sekundärsystemen sollte daher die Länge der Statorbedeckung annähernd proportional zu der zu übertragenden Leistung sein.

Der Querschnitt der MF-Sammelleitung muß für die zu übertragende Gesamtleistung ausgelegt werden. Die Sammelleitung benötigt daher bei einseitiger Speisung des Stators oft mehr Kupfer als die eigentliche Statorwicklung. Bei einer beidseitigen Speisung der Sammelleitung durch zwei Wechselrichter, halbieren sich der Querschnitt der Sammelleitung und die Verluste auf dieser Leitung.

Für die gleichmäßige Leistungsverteilung auf beide Streckenwechselrichter sowie ein schnelles und weitgehend einschwingungsfreies Stellen der Leistung ist auch bei dem Übertragungssystem mit parallelen Spulengruppen im Stator eine Informationsübertragung zwischen den Sekundärsystemen und den Wechselrichtern der Übertragungsstrecke von Vorteil. Hierbei melden die Sekundärsysteme beabsichtigte Leistungsänderungen an die dem Wechselrichter 1 zugeordnete Leistungssteuerung. Diese ermittelt aus der Kenntnis des dynamischen Systemverhaltens die Führungsfunktionen für die Einstellung der Streckenwechselrichter WR1 und WR2 sowie der sekundärseitigen Wechselrichter und sendet an diese die entsprechenden Steuersignale. Über dieselbe Daten-Sammelleitung werden auch die Bewegungsinformationen der Sekundärsysteme wie z. B. die Ortskoordinaten  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  übertragen.

Linear bewegte Systeme können von Linearmotoren angetrieben werden. Bei konventionellen Langstatormotoren speist ein Umrichter die Antriebsleistung in die Statorwicklung. Dieser aktive Stator erzeugt ein magnetisches Wanderfeld und in Wechselwirkung mit einem Magnetfeld des bewegten Systems die Schubkraft. Eine induktive Energieübertragung gemäß Anspruch 1 ermöglicht es, mehrere bewegte Systeme mit eigenen Linearmotoren und Antriebsumrichtern auszurüsten und voneinander unabhängig über einen gemeinsamen passiven Stator anzutreiben, Fig. 9. Hierbei bestimmt das Motorprinzip den Aufbau des Stators. Bei einem linearen asynchronen Motor kann er beispielsweise als Kurzschlußstator mit in Nuten gegossenen kurzgeschlossenen Windungen aus Aluminium ausgeführt werden. Eine solche Kombination eines berührungslosen Mittelfrequenzübertragungssystems mit Linearantrieben bringt neben der Mehrfachausnutzung des Übertrager- und des Antriebsstators erhebliche Einsparungen an Wicklungskupfer und geringere Verluste. Ein 25-kHz-Übertragerstator benötigt nur einen Bruchteil des für einen leistungsgleichen Antriebsstator mit Wanderfeldwicklung erforderlichen Materials. Dieser Unterschied wird umso größer, je langsamer die Geschwindigkeit des bewegten Systems ist, weil der Mittelfrequenzübertragerstator für die Leistung, der aktive Antriebsstator für die Schubkraft auszuliegen ist. In Verbindung mit einem berührungslosen Übertragungssystem hat die material- und verlustintensive Wanderfeldwicklung nur die Länge des bewegten Systems.

#### Patentansprüche

1. Anordnung zur individuellen berührungslosen Übertragung von Energie auf einen oder mehrere bewegbare Verbraucher, dadurch gekennzeichnet, daß ein Stator mit in Gruppen von in Reihe geschalteten Spulen und einem Kondensator vorgesehen ist, wobei die Gruppen jeweils parallel an eine Mittelfrequenzsammelleitung angeschlossen sind und die Impedanzen in jeder Gruppe so bemessen sind, daß jeweils der Kondensator strombegrenzend Strom wirkt und bei induktiver Kopplung einer Gruppe an einen Verbraucher Kondensator und Spulen in Resonanz liegen.

2. Anordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Leistungsstellung jedes Verbrauchers über einen verbraucherseitigen Wechselrichter erfolgt.

Hierzu 9 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -





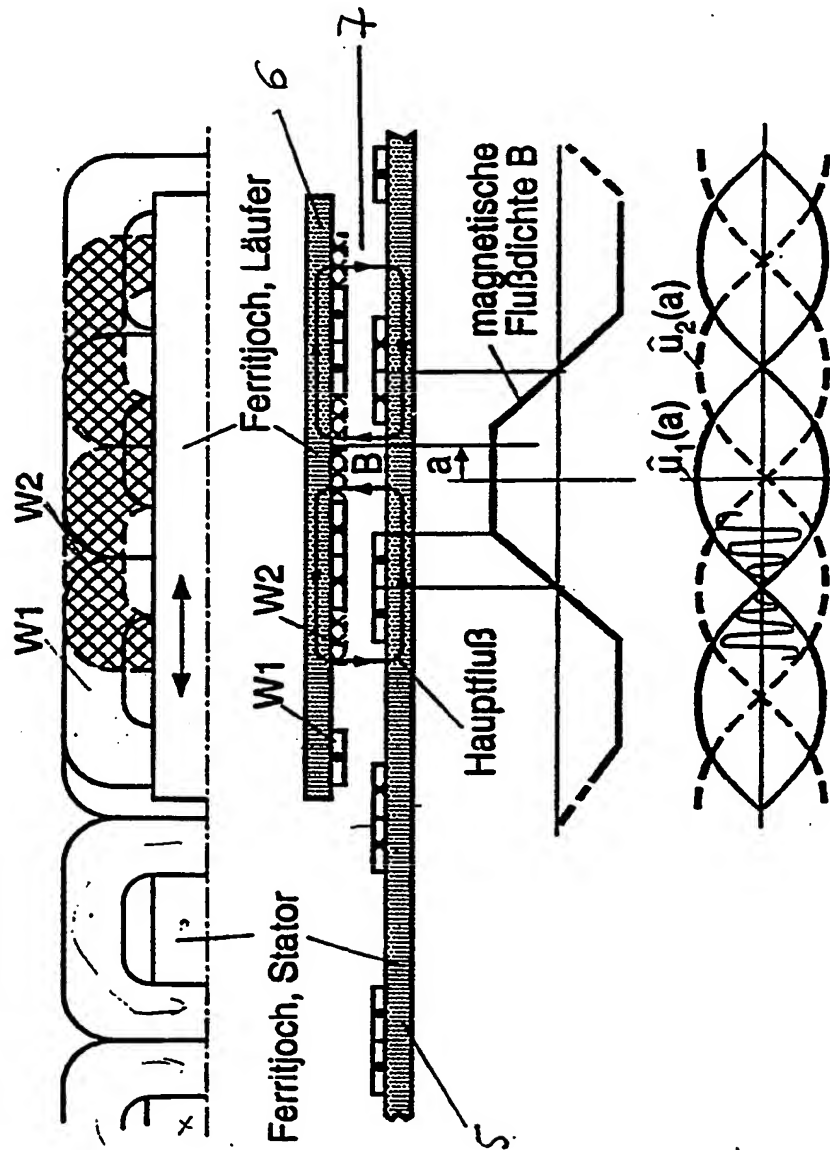
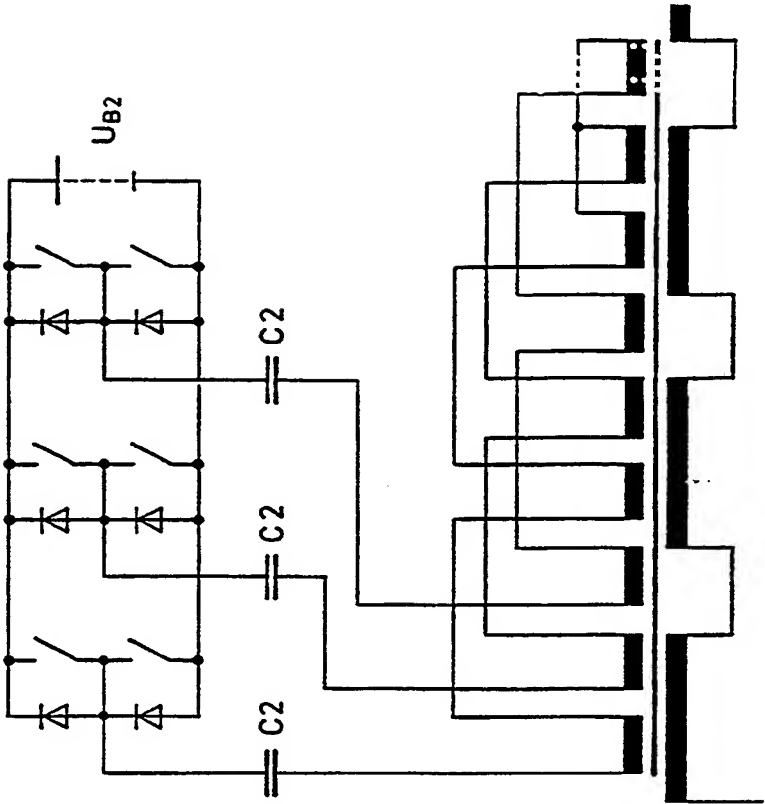


FIG. 2

3 Stränge  
1 WR mit 3 Halbbrückenzweigen



2 Stränge  
2 WR in Halbbrückenschaltung

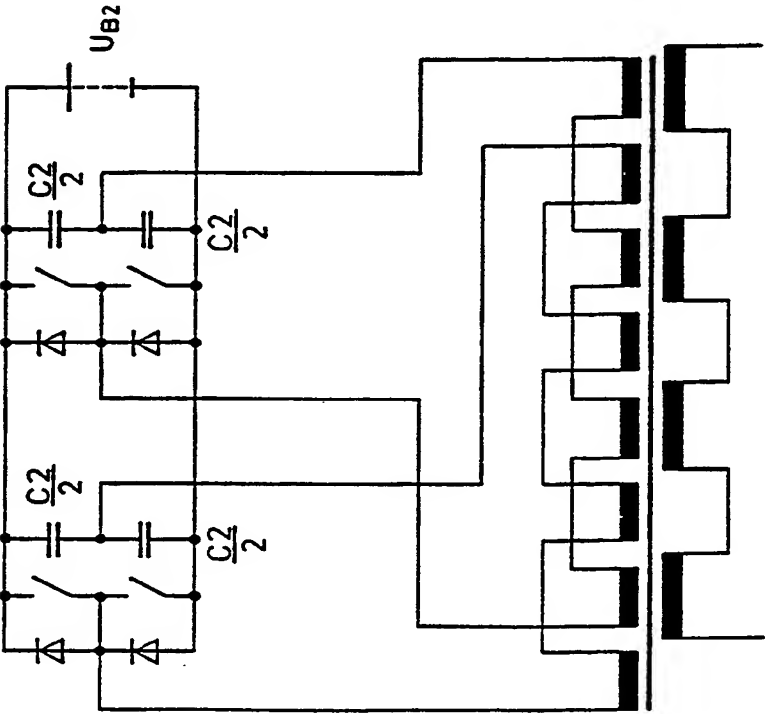


Fig 2

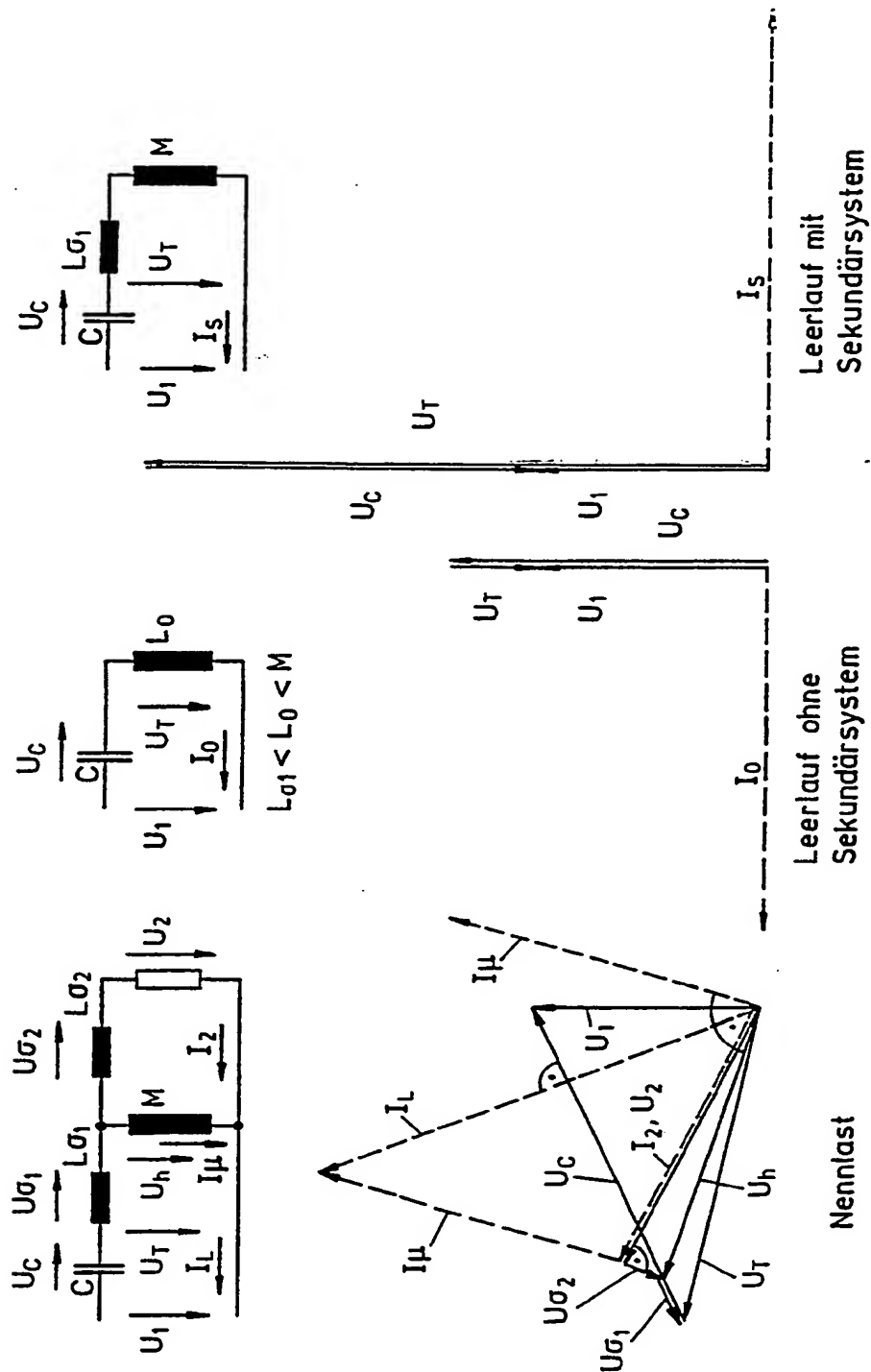
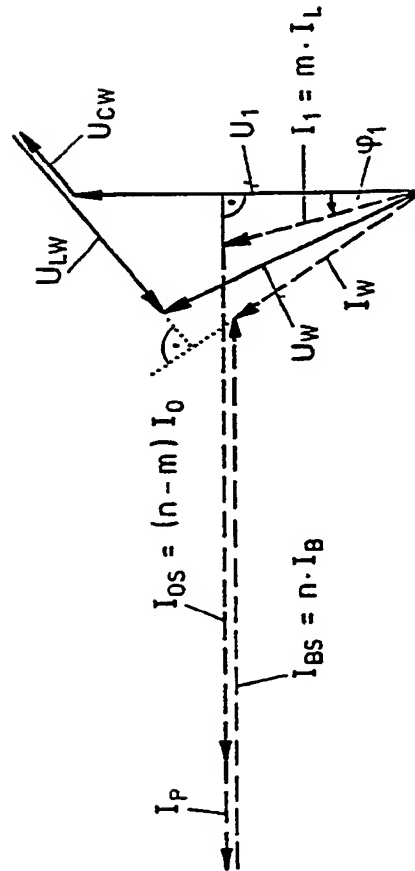
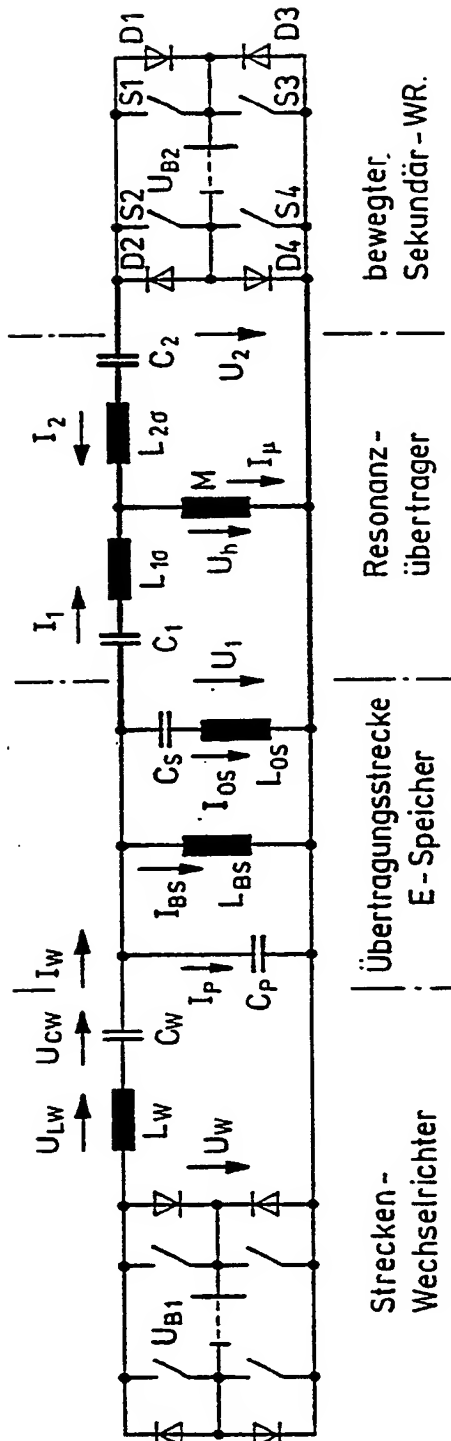
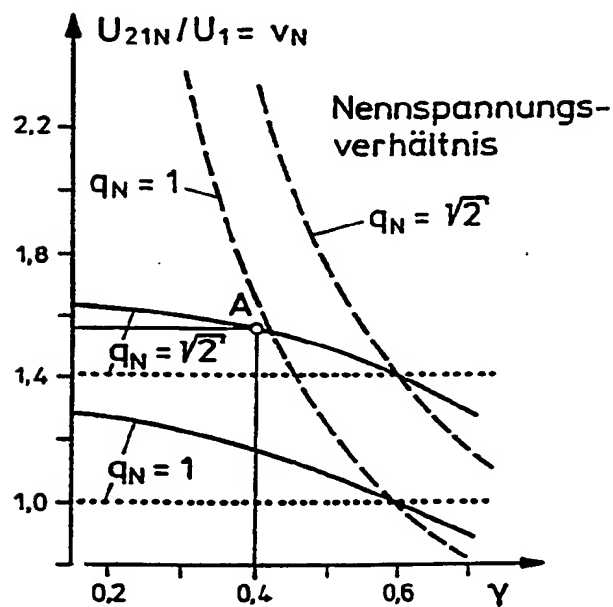
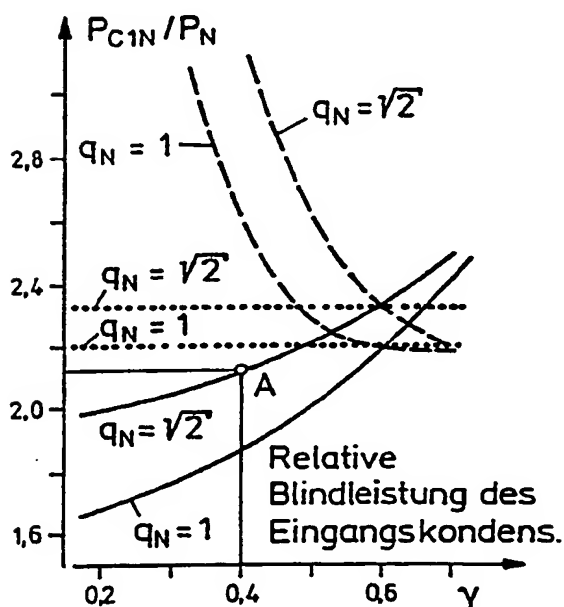
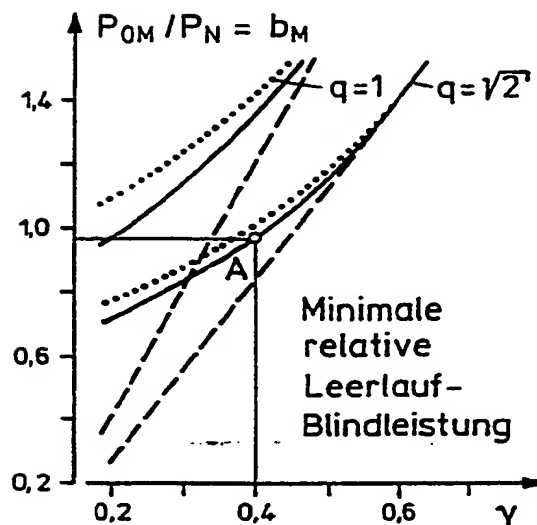
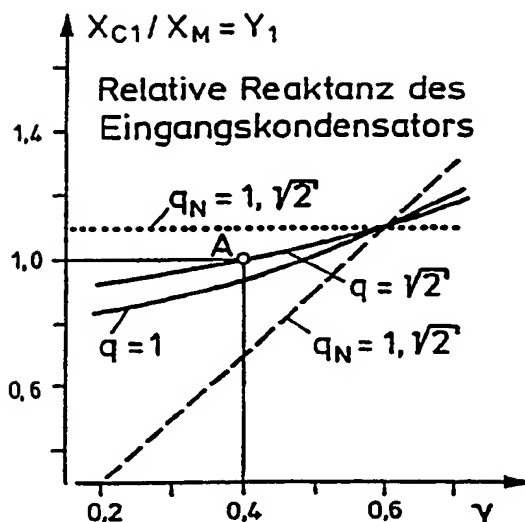


Fig. 4



$$\begin{aligned} C_1 &= mC \\ C_S &= (n-m) \cdot C \\ L_{OS} &= L_0 / (n-m) \\ L_{BS} &= L_B / n \end{aligned}$$

FIG 5



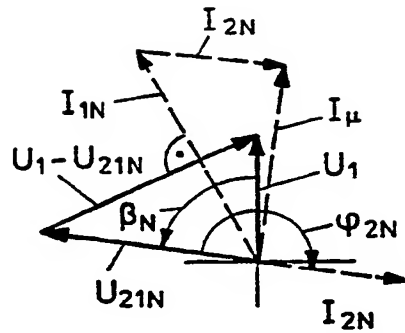
- Nennsteuerwinkel  $\beta_N = 90^\circ$
- Nennleistung im Gleichrichterbetrieb
- ..... Konstantstrombetrieb

$$\gamma = X_0/X_M$$

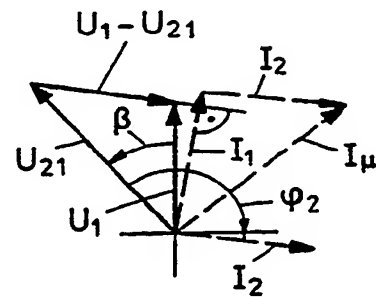
$$q_N = P_{\mu N}/P_N$$

$$\sigma_1 = X_{\sigma 1}/X_M = 0,1$$

A: Nenndaten eines Beispiels  
Fig 6

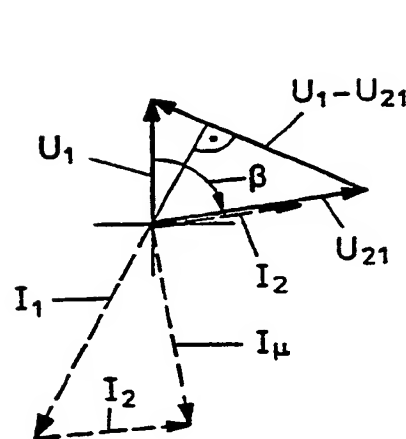
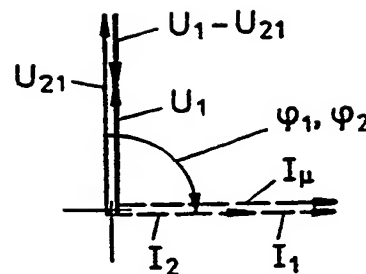


- a)  $\beta_N = 81^\circ$   
 $\varphi_{2N} = -180^\circ$   
 Gleichrichterbetrieb

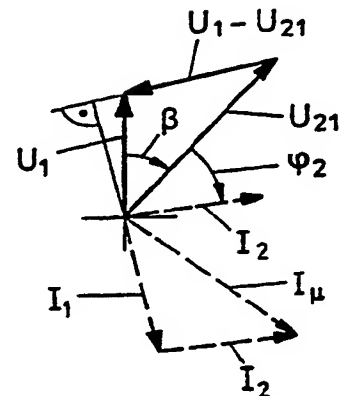


- b)  $\beta = 40^\circ$   
 $\varphi_2 = -136^\circ$

- c)  $\beta = 0^\circ$   
 $\varphi_1, \varphi_2 = -90^\circ$



- e)  $\beta = -81^\circ$   
 $\varphi_2 = 0^\circ$   
 Wechselrichterbetrieb



- d)  $\beta = -40^\circ$   
 $\varphi_2 = -44^\circ$

FIG 7

$\beta$  = Steuerwinkel,  $\varphi_2$  = Lastwinkel

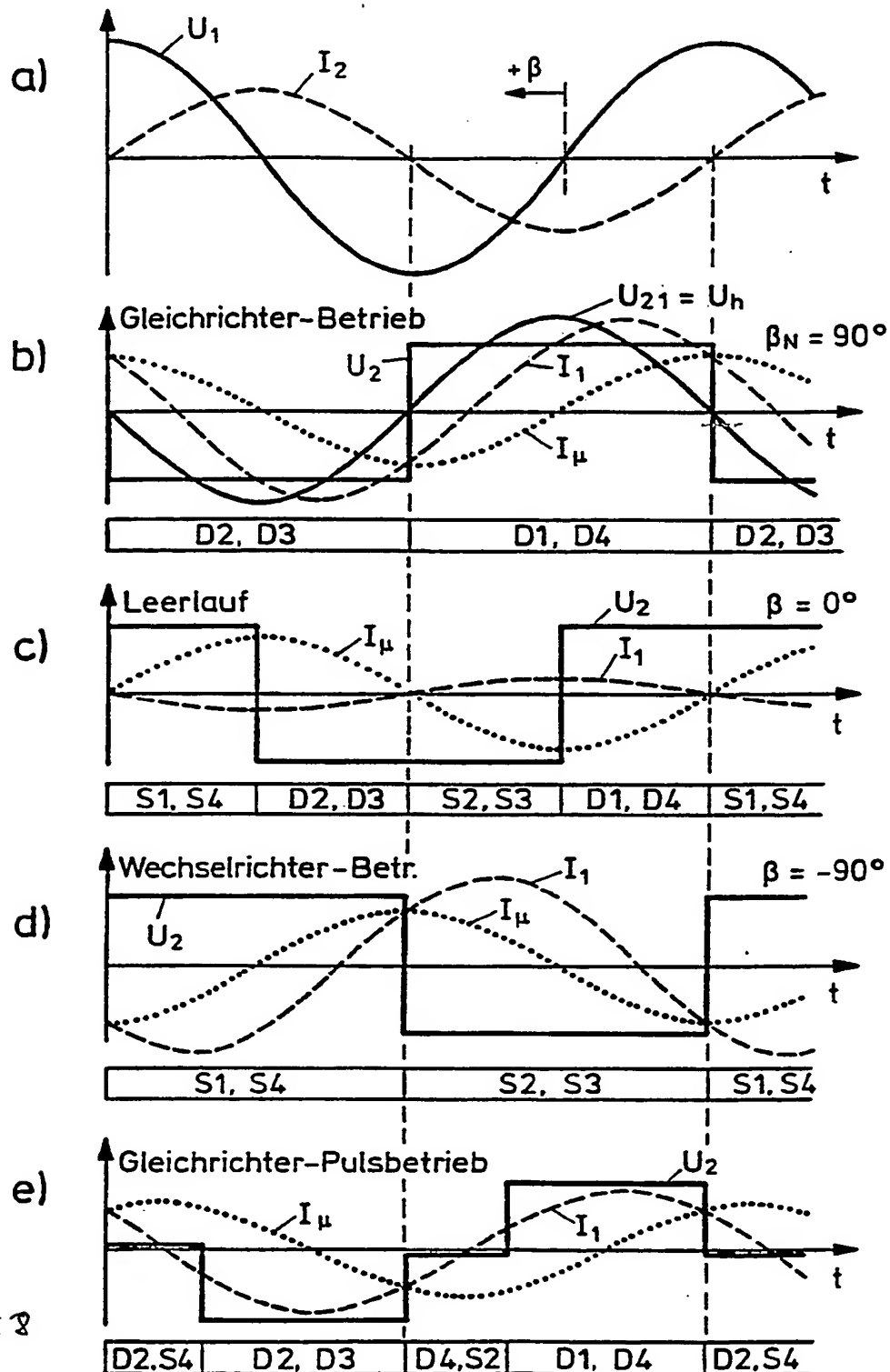


FIG 8

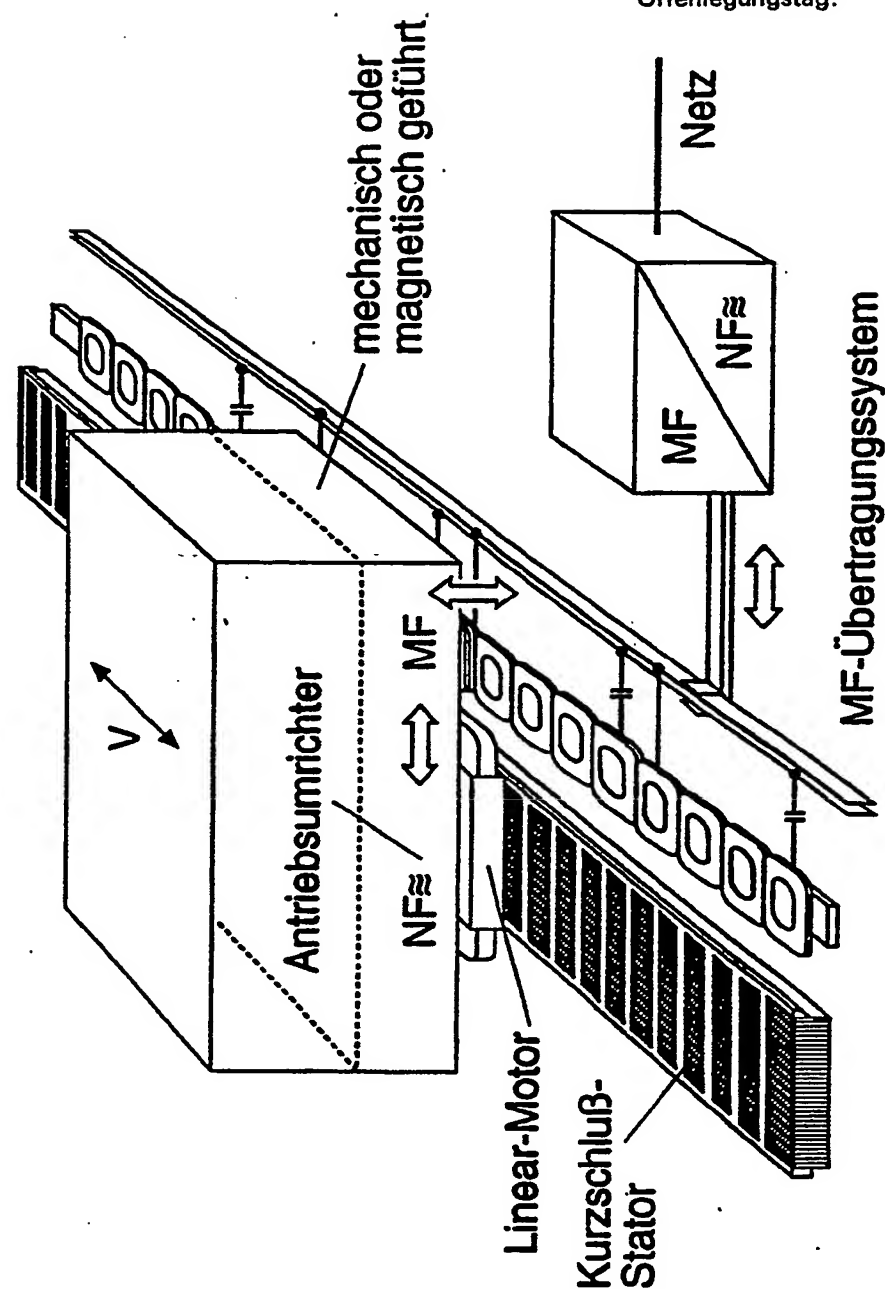


Fig 9